

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-284980

(43)Date of publication of application : 12.10.2001

(51)Int.Cl.

H03F 1/32

H03F 1/34

H03F 3/24

H04L 27/36

H04L 27/20

(21)Application number : 2000-101436

(71)Applicant : TOYO COMMUN EQUIP CO LTD

(22)Date of filing : 03.04.2000

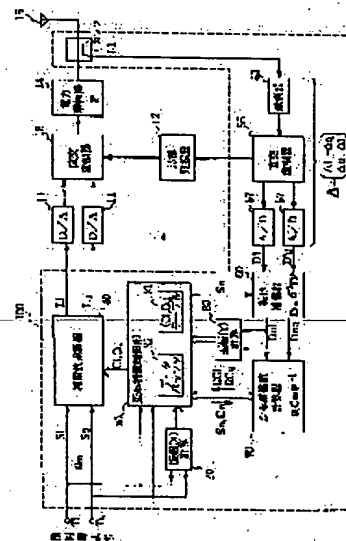
(72)Inventor : NISHIO TOSHIYUKI

(54) PREDISTORTION NON-LINEAR DISTORTION COMPENSATING CIRCUIT AND DIGITAL TRANSMITTER USING THE SAME

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a predistortion non-linear distortion compensating circuit, with which the distortion compensation calculator is simplified.

SOLUTION: Input signals  $S_i$  and  $S_q$  pass through a compensation multiplier 40 and are outputted through a D/A converter 11, a quadrature modulator 13 and a power amplifier 14 to an antenna 15. A distortion compensator 100 extracts the coupled input of a coupler 51 from an antenna circuit and processes this input and while combining operation in a linear compensator 60, a distortion compensation value calculator 70 and amplitude (X) and (Y) calculators 20 and 80 or the like, a distortion compensation value is calculated by a distortion compensation control part 30 and supplied to the compensation-value-multiplier-40. Predistortion correction is performed by repeating a series of operation.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

**THIS PAGE BLANK** (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-284980

(P2001-284980A)

(43) 公開日 平成13年10月12日 (2001.10.12)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	FI	テーマコード(参考)
H03F 1/32		H03F 1/32	5J090
	1/34		5J091
	3/24		5K004
H04L 27/36		H04L 27/20	C
27/20		27/00	F

審査請求 未請求 請求項の数15 OL (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2000-101436(P2000-101436)

(22) 出願日 平成12年4月3日(2000.4.3)

特許法第30条第1項適用申請有り 2000年3月7日 社団法人電子情報通信学会発行の「2000年電子情報通信学会総合大会講演論文集 通信1」に発表

(71) 出願人 000003104

東洋通信機株式会社

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

(72) 発明者 西尾 敏志

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

東洋通信機株式会社内

(74) 代理人 100085660

弁理士 鈴木 均

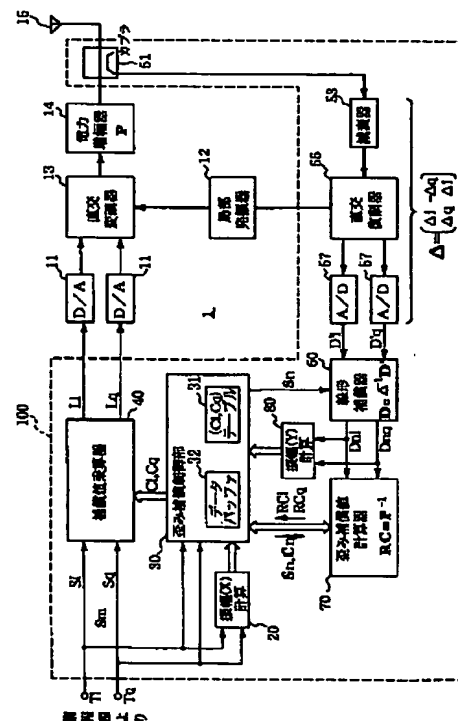
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 プリディストーション型非線形歪み補償回路およびこれを用いたデジタル送信機

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 歪補償計算器を簡単化したプリディストーション型非線形歪み補償回路を提供する。

【解決手段】 入力信号  $S_i$ 、 $S_q$  は補償値乗算器 40 を通り D/A 変換器 11、直交変調器 13、電力増巾器 14 を経てアンテナ 15 に出力される。歪み補償器 100 はアンテナ回路からカプラ 51 の結合入力を取り出してこれを処理し、線形補償器 60、歪み補償値計算器 70、振巾 (X) 及び (Y) 計算器 20、80 等による操作を組合わせて、歪み補償制御部 30 により歪み補償値を算出し、補償値乗算器 40 に供給する。この一連の操作が繰返されプリディストーション補正が実行される。



**【特許請求の範囲】**

**【請求項1】** 歪み特性を有する要素を含む回路の前段に配置され、入力信号の振幅に応じた歪み補償値で前記入力信号を歪ませた補償信号を前記回路に与えるプリディストーション型非線形歪み補償回路であり、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、本補償回路を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を歪み補償する補償手段と、前記要素の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段と、前記テーブル手段の対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する、前記制御手段に含まれる更新手段とを備え、且つ前記算出手段が前記算出に逆三角関数を含まない計算式を用いることを特徴とするプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項2】** 前記計算式は、前記帰還路が歪み特性を持たないものと仮定し、且つ前記更新歪み補償値による補償特性行列が前記要素の前記伝達行列の逆行列に等しいと仮定して、前記入力信号と前記帰還信号との関係を表す関係式から導出されることを特徴とする請求項1記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項3】** 前記算出手段が、前記算出に先立ち、前記入力信号と前記帰還信号の誤差を求め、前記誤差が許容範囲内である場合、前記算出をせず、この旨を前記制御手段に伝える手段を含むことを特徴とする請求項1記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項4】** 前記更新手段は、前記の対応する歪み補償値として、前記テーブル手段における前記帰還信号の振幅値に対応する歪み補償値を更新することを特徴とする請求項1記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項5】** 前記更新手段は、前記の対応する歪み補償値として、前記テーブル手段において前記入力信号の振幅値に対応する歪み補償値を更新することを特徴とする請求項1記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項6】** 歪み特性を有する回路の前段に配置され、入力信号の振幅に応じた歪み補償値で前記入力信号を歪ませた補償信号を前記回路に与えるプリディストーション型非線形歪み補償回路であり、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、本補償回路を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を歪み補償する補償手段と、前記要素の出力から帰還用の信号を取り出し

て前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段と、前記テーブル手段に於ける対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する、前記制御手段に含まれる更新手段とを備え、前記帰還手段が、前記の帰還用の信号を取り出した以降の経路で発生する振幅・位相の変動を補償する手段を出力端に備え、且つ前記算出手段が、前記算出に先立ち、前記入力信号と前記帰還信号の誤差を求め、前記誤差が許容範囲内である場合、前記算出をせず、この旨を前記制御手段に伝える手段を含むことにより、帰還手段における前記の振幅・位相の変動に起因する不要な歪み補償値更新動作を避けることを特徴とするプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項7】** 歪み特性を有する要素を含む回路の前段に配置され、入力信号の振幅に応じた歪み補償値で前記入力信号を歪ませた補償信号を前記回路に与えるプリディストーション型非線形歪み補償回路であり、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、本補償回路を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を歪み補償する補償手段と、前記要素の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段とを備え、前記制御手段が、前記テーブル手段において前記帰還信号の振幅値に対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する更新手段と、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する歪み補償値をすべて前記更新歪み補償値で更新する同一値更新手段を含むことを特徴とするプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項8】** 前記制御手段が、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する全ての歪み補償値を前記更新歪み補償値を含む既に更新された歪み補償値に基づいて外挿する外挿更新手段を、前記同一値更新手段の代わりに含むことを特徴とする請求項7記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

**【請求項9】** 前記外挿更新手段が、前記更新歪み補償値とこれと空間的に最も近い歪み補償値とを用いて比例計算により外挿することを特徴とする請求項8記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

【請求項10】 前記制御手段が、更新の回数が所定回数に達した場合、前記テーブル手段の更新されていない歪み補償値を更新済みの歪み補償値に基づいて全て補完する手段を含むことを特徴とする請求項7乃至9の何れかに記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路。

【請求項11】 非線形歪み特性を有する電力増幅器とこれによる非線形歪みを補償する歪み補償手段を備えたディジタル送信機であり、前記歪み補償手段が、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、前記歪み補償手段を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を予め歪ませる手段と、前記電力増幅器の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段と、前記テーブル手段に於いて対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する、前記制御手段に含まれる更新手段とを備え、且つ前記算出手段が前記算出に逆三角関数を含まない計算式を用いることを特徴とするディジタル送信機。

【請求項12】 前記算出手段が、前記算出に先立ち、前記入力信号と前記帰還信号の誤差を求め、前記誤差が許容範囲内である場合、前記算出をせず、この旨を前記制御手段に伝える手段を含むことを特徴とする請求項1記載のディジタル送信機。

【請求項13】 前記帰還手段が、前記の帰還用の信号を取り出した以降の経路で発生する振幅・位相の変動を補償する手段を出力端に備えることにより、前記帰還手段における前記の振幅・位相の変動に起因する不要な歪み補償値更新動作を避けることを特徴とする請求項12記載のディジタル送信機。

【請求項14】 前記制御手段が、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する歪み補償値をすべて前記更新歪み補償値で更新する同一値更新手段を含むことを特徴とする請求項11乃至13の何れかに記載のディジタル送信機。

【請求項15】 前記制御手段が、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する全ての歪み補償値を前記更新歪み補償値を含む既に更新された歪み補償値に基づいて外挿する外挿更新手段を、前記同一値更新手段の代わりに含むことを特徴とする請求項14記載のディジタル送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、概してディジタル送信機に関し、特に、ディジタル送信機の電力増幅器で発生する非線形歪みをプリディストーションにより補償する装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に、電力増幅器では電力効率を向上させるため飽和点に近い動作点が設定されるため、入力振幅／出力振幅非線形（AM／AM）や入力振幅／出力位相非線形（AM／PM）などの特性を持つようになり、非線形歪みが発生する。このため、ディジタル送信機などでは、電力増幅器のAM／AM特性およびAM／PM特性を基に、可能性のある入力シンボルの各振幅値に対する同相成分と直交成分の補償値の対を予め計算し、メモリに記憶しておく。そして、各入力シンボルをその振幅に対応する補償値の対で補償するようにしている。しかし、電力増幅器のAM／AM特性およびAM／PM特性は、経年変化する可能性があるため、入力シンボルと電力増幅器の出力から得られる信号との誤差に応じて補償値を計算し、補償値を更新して歪み補償動作に適合性を持たせている。一般にこのような歪み補償回路をプリディストーション型歪み補償回路と称する。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】補償値を更新する場合、ベースバンド帯の元信号あるいはベースバンド帯の歪補償信号、ベースバンド帯の復調信号の位相を求め、その位相情報を用いて歪補償更新値を求めている。しかしながら、このように従来の歪補償値を更新する方法では、信号（I, Q）の位相 $\theta$ を求めるために逆正接関数 $\theta = \tan^{-1}(Q/I)$ を用いる必要がある。FPLA（現地でプログラム可能な論理アレイField Programmable Logic Array）などで逆正接関数を計算する回路は、回路規模も大きくなり、演算時間も増えてしまうという問題点があった。したがって、本発明は、信号の位相情報を用いることなく、即ち、逆正接関数計算回路を用いることなく更新歪補償値を計算する歪補償値の更新技術を提供することを1つの目的とする。上述の補償値更新のために電力増幅器の出力から得る信号は、電力増幅器における利得や位相回転を相殺するように減衰器で調整した上で、歪み補償部の更新部分に入力する。この入力される信号を仮に「帰還信号」と呼び、また電力増幅器の出力から更新部分に至る経路を「帰還路」と呼ぶことにする。しかし、減衰器での振幅・位相の調整が正しく行われずに、前記の帰還信号に振幅、位相またはその両方の線形変動が加わると、入力信号との間に誤差が生じることになる。このため、歪補償値が幾ら適切で、電力増幅器の歪みが正しく補償されていても、その誤差のために正しい歪み補償値までも更新することになる。したがって、本発明は、帰還路において発生する振幅・位相の線形変動に起因する歪補償値の更新を行わずに済む歪補償

値の更新技術を提供することを1つの目的とする。また、従来のプリディストーション型歪み補償回路では、補償値の更新を繰り返す行うことで、歪み補償値が徐々に正しいものに近づいていく。このため更新回数が少ない間は歪み補償効果が低いので、十分な効果を得るには更新を何回か行う必要がある。このような従来の歪み補償値の更新手段が記載された文献としては、例えば特開平5-30147号公報などがある。本発明は、比較的少ない更新回数で歪み補償値を正しい値に設定できる歪み補償値更新技術を提供することを更なる目的とする。

#### 【0004】

【課題を解決するための手段】以上の目的を達成するため、請求項1記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路は、歪み特性を有する要素を含む回路の前段に配置され、入力信号の振幅に応じた歪み補償値で前記入力信号を歪ませた補償信号を前記回路に与えるものであり、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、本補償回路を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を歪み補償する補償手段と、前記要素の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値（即ち、渡された歪み補償値）を基に帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段と、テーブル手段の対応する歪み補償値を更新歪み補償値で更新する、制御手段に含まれる更新手段とを備え、且つ算出手段が算出に逆三角関数を含まない計算式を用いることを特徴とする。請求項2記載の歪み補償回路は、請求項1記載の歪み補償回路において、前記計算式は、帰還路が歪み特性を持たないものと仮定し、且つ更新歪み補償値による補償特性行列が前記要素の前記伝達行列の逆行列に等しいと仮定して、前記入力信号と帰還信号との関係を表す関係式から導出されることを特徴とする。請求項3記載の歪み補償回路は、請求項1記載の歪み補償回路において、算出手段が、算出に先立ち、前記入力信号と前記帰還信号の誤差を求め、前記誤差が許容範囲内である場合、前記算出をせず、この旨を前記制御手段に伝える手段を含むことを特徴とする。請求項4記載の歪み補償回路は、請求項1記載の歪み補償回路において、前記更新手段は、前記の対応する歪み補償値として、前記テーブル手段における前記帰還信号の振幅値に対応する歪み補償値を更新することを特徴とする。請求項5記載の歪み補償回路は、請求項1記載の歪み補償回路において、前記更新手段は、前記の対応する歪み補償値として、前記テーブル手段において前記入力信号の振幅値に対応する歪み補償値を更新することを特徴とする。

【0005】請求項6記載のプリディストーション型非

線形歪み補償回路は、歪み特性を有する回路の前段に配置され、入力信号の振幅に応じた歪み補償値で前記入力信号を歪ませた補償信号を前記回路に与えるプリディストーション型非線形歪み補償回路であり、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、本補償回路を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を歪み補償する補償手段と、前記要素の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値（即ち、前記の渡された歪み補償値）を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段と、前記テーブル手段に於ける対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する、前記制御手段に含まれる更新手段とを備え、前記帰還手段が、前記の帰還用の信号を取り出した以降の経路で発生する振幅・位相の変動を補償する手段を出力端に備え、且つ前記算出手段が、前記算出に先立ち、前記入力信号と前記帰還信号の誤差を求め、前記誤差が許容範囲内である場合、前記算出をせず、この旨を前記制御手段に伝える手段を含むことにより、帰還手段における前記の振幅・位相の変動に起因する不要な歪み補償値更新動作を避けることを特徴とする。

【0006】請求項7記載のプリディストーション型非線形歪み補償回路は、歪み特性を有する要素を含む回路の前段に配置され、入力信号の振幅に応じた歪み補償値で前記入力信号を歪ませた補償信号を前記回路に与えるプリディストーション型非線形歪み補償回路であり、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、本補償回路を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を歪み補償する補償手段と、前記要素の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値（即ち、前記の渡された歪み補償値）を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段とを備え、前記制御手段が、前記テーブル手段において前記帰還信号の振幅値に対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する更新手段と、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する歪み補償値をすべて前記更新歪み補償値で更新する同一値更新手段を含むことを特徴とする。請求項8記載の歪み補償回路は、請求項7記載の歪み補償回路において、前記制御手段が、前記帰還信号の元の前記入

力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する全ての歪み補償値を前記更新歪み補償値を含む既に更新された歪み補償値に基づいて外挿する外挿更新手段を、前記同一値更新手段の代わりに含むことを特徴とする。請求項9記載の歪み補償回路は、請求項8記載の歪み補償回路において、前記外挿更新手段が、前記更新歪み補償値とこれと空間的に最も近い歪み補償値とを用いて比例計算により外挿することを特徴とする。請求項10記載の歪み補償回路は、請求項7乃至9の何れかに記載の歪み補償回路において、前記制御手段が、更新の回数が所定回数に達した場合、前記テーブル手段の更新されていない歪み補償値を更新済みの歪み補償値に基づいて全て補完する手段を含むことを特徴とする。

【0007】請求項11記載のデジタル送信機は、非線形歪み特性を有する電力増幅器とこれによる非線形歪みを補償する歪み補償手段を備えたデジタル送信機であり、前記歪み補償手段が、予測される入力信号の振幅とこれに対応する歪み補償値とを関係付けて収容するテーブル手段と、前記歪み補償手段を制御する制御手段と、前記入力信号の受信に応じて前記制御手段から渡される歪み補償値を用いて前記入力信号を予め歪ませる手段と、前記電力増幅器の出力から帰還用の信号を取り出して前記入力信号に匹敵する帰還信号を出力する帰還手段と、前記帰還信号、前記入力信号および前記入力信号の歪み補償に用いた歪み補償値（即ち、前記の渡された歪み補償値）を基に前記帰還信号に対する新たな歪み補償値（以降、更新歪み補償値と称する）を算出する算出手段と、前記テーブル手段に於いて対応する歪み補償値を前記更新歪み補償値で更新する、前記制御手段に含まれる更新手段とを備え、且つ前記算出手段が前記算出に逆三角関数を含まない計算式を用いることを特徴とする。請求項12記載のデジタル送信機は、請求項11記載のデジタル送信機において、前記算出手段が、前記算出に先立ち、前記入力信号と前記帰還信号の誤差を求め、前記誤差が許容範囲内である場合、前記算出をせず、この旨を前記制御手段に伝える手段を含むことを特徴とする。請求項13記載のデジタル送信機は、請求項12記載のデジタル送信機において、前記帰還手段が、前記の帰還用の信号を取り出した以降の経路で発生する振幅・位相の変動を補償する手段を出力端に備えることにより、前記帰還手段における前記の振幅・位相の変動に起因する不要な歪み補償値更新動作を避けることを特徴とする。請求項14記載のデジタル送信機は、請求項11乃至13の何れかに記載のデジタル送信機において、前記制御手段が、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する歪み補償値を

すべて前記更新歪み補償値で更新する同一値更新手段を含むことを特徴とする。請求項15記載のデジタル送信機は、請求項14記載のデジタル送信機において、前記制御手段が、前記帰還信号の元の前記入力信号の振幅値が前記の予測される入力信号の中の最大値である場合、前記テーブル手段において前記帰還信号の前記振幅値より大きい振幅値に対応する全ての歪み補償値を前記更新歪み補償値を含む既に更新された歪み補償値に基づいて外挿する外挿更新手段を、前記同一値更新手段の代わりに含むことを特徴とする。

#### 【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態例と添付図面により本発明を詳細に説明する。なお、複数の図面に同じ要素を示す場合には同一の参照符号を付ける。図1は、本発明の一実施形態によるプリディストーション型非線形歪み補償器を備えたデジタル無線送信機の一部を示す略ブロック図である。図1に於いて、デジタル無線送信機1の入力端 $T_i$ 、 $T_q$ には、送信すべき情報シンボルを供給する情報源（図示せず）が接続されているものとする。図示しない情報源から供給される各シンボルは、同相成分 $S_i$ と直交成分 $S_q$ からなるベクトル $S$ と考え、 $(S_i, S_q)$  ( $=S$ )と表す。20より大きい要素番号を付けた要素が、本発明のプリディストーション型非線形歪み補償器を構成する。送信機1は、基本的には、送信すべきデジタル信号 $S_i$ および $S_q$ をそれぞれアナログ信号に変換する2つのデジタル／アナログ（D/A）変換器11、局部発振器12、局部発振器からの発振信号を用いて各D/A変換器11の出力を直交変調する直交変調器13、直交変調器13の出力を電力増幅する電力増幅器14および電力増幅器14の出力を電波として送信するアンテナ15からなる。前述の図示しない情報源からの入力シンボルを受信する端子 $T_i$ および $T_q$ と2つのD/A変換器11との間には、本発明による歪み補償器100の補償値乗算器40が挿入され、電力増幅器14とアンテナ15の間には、電力増幅器14の出力を取り出すカプラ51が挿入される。歪み補償器100は、さらに受信端子 $T_i$ および $T_q$ から入力される信号（ $S_i, S_q$ ）の振幅 $X$ を計算する振幅計算器20、および振幅 $X$ に対応する歪み補償値を歪み補償乗算器40に供給する歪み補償制御部30を備える。カプラ51の結合出力には、減衰器53、直交復調器55および一對のアナログ／デジタル（A/D）変換器57が直列に接続され、電力増幅器14の出力信号の帰還路を形成する。さらに、歪み補償器100は、歪み補償制御部30から渡される入力信号に基づきA/D変換器57の出力（ $D_i', D_q'$ ）の振幅・位相を補償した信号（ $D_i, D_q$ ）を出力する線形補償器60、線形補償器60の出力およびこれに対応する歪み補償制御部30からの歪み補償値（ $C_i, C_q$ ）および入力信号を基にひずみ補償値の更新値を計算する歪み補償値計

算器70、および信号(Di', Dq')の振幅yを計算する振幅計算器80を備える。

【0009】歪み補償制御部30は、例えばプログラムを格納した読出し専用記憶(図示せず)およびランダムアクセスメモリ(図示せず)などを備えた周知のマイクロコンピュータで構成する。歪み補償制御部30には、歪み補償に使用する補償値(Ci, Cq)を予測される入力信号の振幅Xに関係付けて記憶した補償値テーブル31を書き換え可能なメモリに格納している。入力信号(Si, Sq)の振幅Xは、正規化により最大でも1を超えないように表現されているものとする。補償値テーブル31には、電力増幅器14のAM/AM特性およびAM/PM特性から求めた標準的な初期値を設定するか、または振幅Xの値に関わり無く、例えばSi=1、Sq=0と一律に設定しておき、徐々に学習させるようにしてもよい。さらに、歪み補償制御部30は、入力信号Sとその歪み補償に用いた歪み補償値Cを処理に必要な期間だけ保存するためのデータバッファ32領域を図示しないランダムアクセスメモリに確保している。図2にこのデータバッファの構造を示す。このバッファ32は、先入れ先出し(FIFO)方式で書き込み読み出しを行う循環型である。図2に示した例では、入力信号と歪み補償値が次のように保存されている。

$$\begin{matrix} S_n, S_{n+1}, \dots, S_{m-1} \\ C_n, C_{n+1}, \dots, C_{m-1} \end{matrix}$$

ただし、 $n < m$ である。バッファ32中の最新のデータ(この例では、 $S_{m-1}$ と $C_{m-1}$ )と最古のデータ( $S_n$ と $C_n$ )のアドレスはそれぞれ専用のポインタで管理されている。この場合は、これから入力する信号は $S_m$ である。また、後述のように、線形補償器60がこれから使用する信号は $S_n$ であり、補償値計算器70がこれから使用する入力信号と歪み補償値はそれぞれ $S_n$ と $C_n$ である。

【0010】実際の送信動作において、ある時点nにおけるベースバンド帯の入力信号を列ベクトル $S_n = \{S_{ni}, S_{nq}\}$ (nは入力シンボルに付けた自然数で時間と共に増加するものとする)とすると、振幅計算器20は、次式に従って振幅値 $X_n$ を計算する。

【数1】

$$X_n = \sqrt{S_{ni}^2 + S_{nq}^2} \quad \dots (1)$$

(以降の説明において、{A, B}はA、Bを要素とする列ベクトルを表すものとする。)歪み補償制御部30は、この振幅値 $X_n$ に対応する補償値(Ci, Cq)を補償値テーブル31から取り出して歪み補償乗算器40

に渡す。これに応じて、歪み補償乗算器40は、次式に従って、歪み補償された信号 $L_n = \{L_{ni}, L_{nq}\}$ を計算し出力する。

【数2】

$$\begin{pmatrix} L_{ni} \\ L_{nq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_i & -C_q \\ C_q & C_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{ni} \\ S_{nq} \end{pmatrix} \quad \dots (2)$$

なお、この時、歪み補償制御部30は、入力信号 $S_n$ と歪み補償に用いた補償値とを後で歪み補償値の更新値の計算に使用できるように、図示しないメモリ内のバッファ領域32に格納する。信号 $L_n$ は、以降、D/A変換器11、直交変調器13および電力増幅器14で周知のように処理されて送信信号 $T_n$ となり、アンテナ15から送信される。電力増幅器14における利得・位相の変移を次式の行列Pで表す。

【数3】

$$P = \begin{pmatrix} P_i & -P_q \\ P_q & P_i \end{pmatrix}$$

一方、電力増幅器14の出力に設けられたカプラ51で取り出された信号も、周知のように減衰器53、直交復調器55およびD/A変換器57からなる帰還路を通して帰還する。この時の帰還路における利得・位相の変移を次式の行列Δで表す。

【数4】

$$\Delta = \begin{pmatrix} \Delta_i & -\Delta_q \\ \Delta_q & \Delta_i \end{pmatrix}$$

入力信号 $S_n$ のA/D変換器57の出力、即ち、線形補償器60への入力を列ベクトル $D_n' = \{D_{ni}', D_{nq}'\}$ とすると、

【数5】

$$D_n' = \Delta \cdot P \cdot C \cdot S_n \quad \dots (3)$$

となる。

【0011】\*線形補償器60の補償動作このような帰還信号 $D_n'$ に対し、線形補償器60は、帰還路の利得・位相の変移を補償するように動作する。ここで、電力増幅器14の入力信号 $C \cdot S_n (= L_n)$ が小さい場合、電力増幅器14を線形と見なせば、帰還信号 $D_n'$ は次のように書くことができる。

【数6】

$$D_n' = \Delta \cdot C \cdot S_n$$

したがって、帰還路の振幅・位相変動の逆行列 $\Delta^{-1}$ を $D_n'$ に掛ければ、振幅・位相変動を補正することができる。ここで逆行列は、

【数7】

$$\Delta^{-1} = C \cdot S_n \cdot D_n'^{-1}$$

で求めることができる。ここで、

【数8】

$$\begin{aligned} \Delta_i^{-1} &= \frac{1}{D_{ni}'^2 + D_{nq}'^2} (C_i D_{ni}' S_{ni} + C_i D_{ni}' q S_{nq} + C_q D_{ni}' q S_{ni} - C_q D_{ni}' S_{nq}) \\ \Delta_q^{-1} &= \frac{1}{D_{ni}'^2 + D_{nq}'^2} (C_i D_{ni}' S_{nq} - C_i D_{ni}' q S_{ni} + C_q D_{ni}' q S_{nq} + C_q D_{ni}' S_{ni}) \end{aligned}$$



である。そして振幅・位相補正をした信号  $Dn = \{Dni, Dnq\}$  は、

【数9】

$$Dn = \Delta^{-1} \cdot Dn'$$

と計算できる。したがって、線形補償器60は、式

(3)を用いて式(4)を計算して  $Dn$  を求めて出力する。このように、本発明によれば、線形補償器60により、帰還路で発生しうる振幅・位相の線形変動がほぼ除去されるので、これに起因する歪み補償値計算器70の不要な更新値計算動作を避けることができる。なお、電力増幅器14の入力信号  $C \cdot Sn$  が小さいときには、入力ベースバンド信号  $S$  も小さいと考えられるので、 $C$  の項も省いて計算しても良い。

【0012】\*歪み補償値の更新図3は、図1の歪み補償値計算器70が帰還信号  $Dn$  を受け取る度に行う動作の例を示すフローチャートである。前段のように線形補償された帰還信号(ベースバンド復調信号)  $Dn$  を受け取ると、歪み補償値計算器70は、図3の処理を開始する。まずデータバッファ32に格納されている最も古いデータ、即ち  $Dn$  に対応する元の信号  $Sn$  とその歪み補償に用いられた歪み補償値  $Cn$  を入手し(ステップ101)、元の信号  $Sn$  と帰還信号  $Dn$  との誤差  $e$  を計算する(ステップ102)。次に、誤差  $e$  が所定の許容範囲

$$Dn = P \cdot C \cdot Sn$$

と書くことができる。誤差  $e$  が0でない場合、 $Sn \neq Dn$ 、且つ  $C \neq P^{-1}$  であるから、(数9)の更新値行列が  $RC = P^{-1}$  となるように更新値  $(RCi, RCq)$  を算出する。換言すれば、本発明によれば、歪み補償値の更新値  $(RCi, RCq)$  による伝達行列  $RC$  は電力増幅器14の伝達行列の逆行列に等しいと仮定して、即ち、 $RC = P^{-1}$  として式(6)から  $RC$  を算出する。ここで、 $P \cdot C = R$  とおくと、

【数11】

$$\begin{aligned} P \cdot C \cdot C^{-1} &= R \cdot C^{-1} \\ P &= R \cdot C^{-1} \\ P^{-1} &= (R \cdot C^{-1})^{-1} \\ &= (C^{-1})^{-1} \cdot R^{-1} \\ &= C \cdot R^{-1} \end{aligned}$$

ここで、 $RC = P^{-1}$  とすれば、

$$R = \frac{1}{Sni^2 + Snq^2} \begin{pmatrix} DniSni + DnqSnq & -(DnqSni - DniSnq) \\ DnqSni - DniSnq & DniSni + DnqSnq \end{pmatrix} \quad \dots (10)$$

したがって、更新値  $(RCi, RCq)$  は、式(7)および(10)から次のように計算される。

【数15】

$$\begin{aligned} RCi &= \frac{1}{Di^2 + Dq^2} (CiDiSi + CiDqSq + CqDqSi - CqDiSq) \\ RCq &= \frac{1}{Di^2 + Dq^2} (CiDiSq - CiDqSi + CqDqSq + CqDiSi) \end{aligned}$$

… (11)

以内かどうか判断する(ステップ103)。誤差  $e$  が所定の許容範囲以内ならば、補正值  $Cn$  は適切な値であると判断し、この判断が歪み補償制御部30に伝わるようにし(ステップ105)て帰還信号  $Dn$  に対する処理を終了する。この判断を伝える方法としては、例えば専用のフラグを用いたり、後述の歪み補償値の更新値誤  $(RCi, RCq)$  としてあり得ない所定の値を設定するなど種々考えられる。ステップ103において、誤差  $e$  が許容範囲を超える場合、誤差  $e$  が0となるように、帰還信号  $Dn$ 、元の信号  $Sn$  および歪み補償値  $Cn$  を用いて歪み補償値の更新値  $(RCi, RCq)$  を算出し(104)、帰還信号  $Dn$  に対する処理を終了する。以下、本発明による歪み補償値の更新値  $(RCi, RCq)$  の算出方法を説明する。

【0013】まず、更新値行列  $RC$  を次式で定義する。

【数10】

$$RC = \begin{pmatrix} RCi & -RCi \\ RCq & RCi \end{pmatrix}$$

ここで、帰還路において発生する振幅・位相の変動が線形補償器60の線形補償作用により十分補償されているものとすれば、歪み補償乗算器40の入力  $Sn$  と線形補償器60の出力  $Dn$  の関係を表す式は、式(3)および(5)から、

$$\dots (6)$$

$$RC = C \cdot R^{-1} \quad \dots (7)$$

となる。 $R$  を求めるため、式(6)を行列  $R$  を用いて表すと、

$$Dn = R \cdot Sn \quad \dots (8)$$

となる。行列  $R$  を

【数12】

$$R = \begin{pmatrix} Ri & -Rq \\ Rq & Ri \end{pmatrix}$$

と定義すると、式(8)は、次のように表せる。

【数13】

$$\begin{pmatrix} Dni \\ Dnq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Ri & -Rq \\ Rq & Ri \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Sni \\ Snq \end{pmatrix} \quad \dots (9)$$

式(9)から得られる2元連立方程式を  $Ri, Rq$  について解くことにより、行列  $R$  は、次のように表される。

【数14】

ただし、式(11)において、 $Si$  と  $Sq$ 、 $Di$  と  $Dq$  は、 $n$  番目の入力信号  $Sn$  およびこの  $Sn$  の帰還(または復調)信号であり、添字  $n$  を省略したものである。このように、歪み補償値の更新値  $(RCi, RCq)$  をベースバンドの入力信号  $(Sni, Snq)$ 、ベースバンド復調信号  $(Dni, Dnq)$  および歪み補償値  $(Ci, Cq)$  から求めることができる。

【0014】式(11)から分かるように、本発明の補

償値計算器70によれば、逆正接関数  $\theta = \tan^{-1}(Q/I)$  を用いることなく、歪み補償値の更新値 (RCi, RCq) を算出することができる。このとき更新歪み補償値 (RCi, RCq) に対応する振幅は、帰還信号Dnの振幅  $Y = (Dni^2 + Dnq^2)^{1/2}$  とする。したがって、歪み補償制御部30は、歪み補償値テーブル31のXの値が振幅 (Y) 計算器80の出力値Yに等しいレコードの歪み補償値 (Ci, Cq) を補償値計算器70から得た更新歪み補償値 (RCi, RCq) で置き換える。このように歪み補償値テーブル31を必要に応じて更新することにより適応的な動作が可能となる。しかし、動作開始後、歪み補償値テーブル31が適切な値に設定されるまで、ある程度時間を要する。この間、歪みの補償は適切に行われない可能性がある。そこで、本発明の歪み補償制御部30は、比較的少ない更新回数で歪み補償値テーブル31に適切な値が設定できるよう、次のような特徴的動作を行う。即ち、振幅Xnが歪み補償値テーブル31の振幅 (X) 欄の最大値に等しい場合、振幅欄が振幅 (Y) 計算器80の出力値 (即ち、Dnの振幅) Yに等しいレコードの歪み補償値 (Ci, Cq) を更新歪み補償値 (RCi, RCq) で更新したのち、それより大きい全ての振幅値Xに対する歪み補償値を、少なくとも最後に更新した歪み補償値に基づいて得られる値で全て更新する (図5 (b))。それ以外は、普通に振幅値Yに等しいレコードの歪み補償値 (Ci, Cq) を更新歪み補償値 (RCi, RCq) で更新する。

【0015】図5は、歪み補償値テーブル31を更新するようすを示す図である。同図に示すように、元の信号の振幅Xと帰還信号の振幅Yを比較すると、電力増幅器の歪によりYの方が小さい場合がある。このような状況下では、振幅値Xが最大値  $X_{max}$  (=1) の場合、この時の振幅値Yを  $Y_{max}$  とすると、 $Y_{max}$  は  $X_{max}$  より小さいため、歪み補償値テーブル31の振幅欄 (即ち、Xフィールド) が  $Y_{max}$  より大きいレコードの歪み補償値は更新することができない。そこで、図5

(b) に示すように、信号Snの振幅Xが  $X_{max}$ 、即ち1に等しい場合 (振幅Yを観察するだけでは、そのYが最大値であるかどうかは分からない)、振幅Yに対応する歪み補償値を更新歪み補償値 (図の例では、I4とQ4) で更新し、振幅X欄がYより大きいレコードの歪み補償値を、少なくとも最後に更新した歪み補償値 (図5 (b) の例では (I4, Q4)) に基づいて得られる値で全て更新する。振幅欄がYより大きいレコードの更新方法としては、例えば、振幅Yに対する更新値 (図の例では (I4, Q4)) で以降の歪み補償値を置換する方法が最も簡単である。一般に、変数xと相関を持つ

(が、xの関数として容易に表すことができないような) 量yがあるとき、 $x_1$  および  $x_2$  ( $x_1 < x_2$ ) に対する量  $y_1$  および  $y_2$  が既知である場合、これらの値を基に  $x_1 < X < x_2$  なる値Xに対するyを求めること

は、内挿として知られる補間法の1つである。これを拡張して、 $X < x_1 < x_2$  または  $x_1 < x_2 < X$  であるような値Xに対応するyの値を求めることを外挿と称する。そこで、振幅X欄がYより大きいレコードの歪み補償値を、それまで更新した更新値を用いて外挿してもよい。種々の外挿方法が知られているが、最も簡単なものは、振幅Yに対する更新値 (図の例では (I4, Q4)) とこれに最も近い更新値 (図の例では (I2, Q2)) を用いて比例計算を行うことである。

【0016】比例計算の場合、一般に、 $X_{max}$  に対応するYの値を  $Y_{max}$ 、 $Y_{max}$  に対する更新値を ( $I_{max}$ ,  $Q_{max}$ )、後続の更新値を ( $I_{max+j}$ ,  $Q_{max+j}$ ) (ただし、 $j=1, 2, \dots$ )、 $Y_{max}$  に空間的に最も近い更新値を ( $I_{ma}$ ,  $Q_{ma}$ )、その間の隔たりをDレコードとすると、

$$I_{max+j} = I_{max} + j \cdot (I_{max} - I_{ma}) / D$$

$$Q_{max+j} = Q_{max} + j \cdot (Q_{max} - Q_{ma}) / D$$

が成立する。これを図5 (b) に適用すると、

$$I_{max+j} = I_4 + j \cdot (I_4 - I_2) / 2$$

$$Q_{max+j} = Q_4 + j \cdot (Q_4 - Q_2) / 2$$

となる。ただし、 $j=1, 2, 3$  である。また、更新回数がある程度重ねても一度も更新されない補償値が残る場合も考えられる。このため、更新回数が所定の回数

(例えば10回) に達した場合、一度も更新されていない歪み補償値を補間により更新する。このため、更新済みか否かを判断できるように、歪み補償値テーブル31には、歪み補償値の他に、更新済みかどうかを示す更新フラグのフィールドを設けることが好ましい。以上の歪み補償値更新原理を実現する歪み補償制御部30の動作を説明する。動作説明に先立ち、本発明のデジタル送信装置1は、電源投入時の初期設定において、次の設定を行うものとする。即ち、歪み補償値テーブル31の更新フラグのクリア、データバッファ32の最新のデータと最古のデータを指し示すポインタ (図示せず) の初期設定、および更新動作の回数を数える更新カウンタ (図示せず) の初期設定である。

【0017】図6は、本発明の一実施例による歪み補償制御部30が歪み補償値テーブル31を更新する動作を表すフローチャートである。帰還値Dnに対する更新歪み補償値  $RC = (RCi, RCq)$  の算出が終了した旨の知らせを歪み補償値計算器70から、例えば割り込み信号などで受け取ると、歪み補償制御部30は、これに応じて図6の処理を開始する。まず、ステップ111において、歪み補償値計算器70による所定の動作 (フラグを立てる、または更新歪み補償値RCに特殊な値を設定するなど) に基づき更新が必要か否かを判断する。不要な場合、ステップ112において、データバッファ32の最古のデータを指し示すポインタ (図示せず) の値を

1単位進める。必要な場合、ステップ113において、振幅Yに対応する歪み補償値を更新歪み補償値(RCi, RCq)で更新し、対応する更新フラグをセットする。次に、判断ステップ115において、歪み補償値テーブル31の歪み補償値はすべて一度は更新したかどうかを判断する。すべて更新済みならば、前記の112に進み前述の動作を行う。ステップ115において、更新していない歪み補償値がある場合、ステップ117において、更新カウンタ(図示せず)をインクリメントする。次に、判断ステップ119において、更新カウンタの値が所定の値に達したかどうか判断する。達していない場合、ステップ121において、データバッファ32の最古のデータの振幅値Xが最大値、即ち1であるかどうか判断する。1でない場合、前述のステップ112に進み、前述の処理を行う。1の場合、ステップ123において、すでに述べたように歪み補償値テーブル31において、振幅X欄が振幅Yより大きいレコードの歪み補償値を、少なくとも最後に更新した歪み補償値を基に得られる値で全て更新し、更新したレコードの更新フラグをセットする。このでの更新は、段落番号23または24で説明した方法で行う。このステップ終了後は、上述のステップ112に進み上述の動作を行う。なお、判断ステップ119において、更新カウンタの値が所定の値に達した場合、ステップ125において、更新していない歪み補償値をすべて補完する。この場合、内挿できるものは内挿し、できないものは外挿する。その後、ステップ112に進み上述の動作を行って、更新処理を終了する。

【0018】このようにして、比較的少ない更新回数で歪み補償値テーブル31の初期更新を行うことができる。参考までに、ステップ123の外挿を行わない場合、最大振幅Ymaxに対する更新歪み補償値で外挿した場合、比例計算で外挿した場合の入・出力特性を表すグラフを図7～9に示す。図7～9において、各グラフに描かれた5本の曲線A～C及びD1、D2、D3は、次のとおりである。何れの場合も、横軸は正規化された入力信号レベルを示す。

A：電力増幅器14の入・出力特性を表す曲線  
B：理想的な電力増幅器の入・出力特性を表す直線  
C：電力増幅器と歪み補償回路の全体の特性を直線Bとするために歪み補償回路が持つべき入・出力特性を表す曲線

D1：歪み補償回路の歪み補償値テーブルを1回更新した後の歪み補償回路の入・出力特性を表す曲線

D2：歪み補償回路の歪み補償値テーブルを4回更新した後の歪み補償回路の入・出力特性を表す曲線

D3：歪み補償回路の歪み補償値テーブルを2回更新した後の歪み補償回路の入・出力特性を表す曲線

前段の説明から、曲線AとCは直線Bに関して対称な関係になることが分かる。しかし、実際の個々の電力増幅

器がどのような入・出力特性を持つかを常に正確に把握することはできないので、即ち曲線Aが不明なので、歪み補償値テーブルの初期値として、歪み補償回路の特性が直線Bとなるように設定する。これは、歪み補償回路が無保証の状態となることを意味する。この状態で動作させると、曲線Aと直線Bとの差に相当する誤差が生じるので、この誤差に応じて、1回目の歪み補償値テーブルの更新が行われる。この時の歪み補償回路の入・出力特性がD1である。しかし、依然として理想的な補償特性である曲線Cとは一致していないので、誤差が生じる。この誤差に基づいて補償値の更新を4回繰り返した場合の、歪み補償回路の入・出力特性がD2である。図7は、図6のステップ123の動作を行わないので、4回の更新の後も理想的な特性(曲線C)と離れている。これに対し、図8および9では、図7に比べて曲線Cへの近づき方が早くなっている。即ち、少ない更新回数で曲線Cに近づくことが分かる。なお、上述の実施の形態では、帰還信号Dnの振幅Yに対応する歪み補正値を更新したが、バッファ32の最古のデータに含まれる振幅値Xn(即ち、元の入力信号Snの振幅X)に対応する歪み補正値を更新するようにしてもよい。以上は、本発明の説明のために実施の形態の例を掲げたに過ぎない。したがって、本発明の技術思想または原理に沿って上述の実施の形態に種々の変更、修正または追加を行うことは、当業者には容易である。故に、本発明は、以上述べた実施の形態に捕らわれることなく、ただ特許請求の範囲の記載に従って解釈するべきである。

#### 【0019】

【発明の効果】本発明によれば、帰還路の歪み補償部の手前に線形補償器を挿入することにより、帰還路で発生する振幅・位相の線形変動がほぼ除去されるので、これに起因する歪み補償値計算器の不要な更新値計算動作を避けることができる。歪み補正値の更新値の計算に逆三角関数を用いないので、回路が簡単になり且つ動作時間も短縮できる。また、歪み補償値テーブルにおいて、入力信号の最大振幅値(=1)に相当する帰還信号の振幅に対応する歪み補償値を更新した場合、少なくともその時の更新値に基づく値で後続の歪み補償値をすべて外挿することにより、比較的少ない更新回数で歪み補償値テーブルを適切な値に近付けることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態によるプリディストーション型非線形歪み補償器を備えたデジタル無線送信機の一部を示す略ブロック図である。

【図2】図1の歪み補償制御部30の書き換え可能なメモリ(図示せず)に設けられるデータバッファのデータ構成例を示す図である。

【図3】図1の歪み補償値計算器70が帰還信号Dnを受け取る度に行う動作の例を示すフローチャートである。

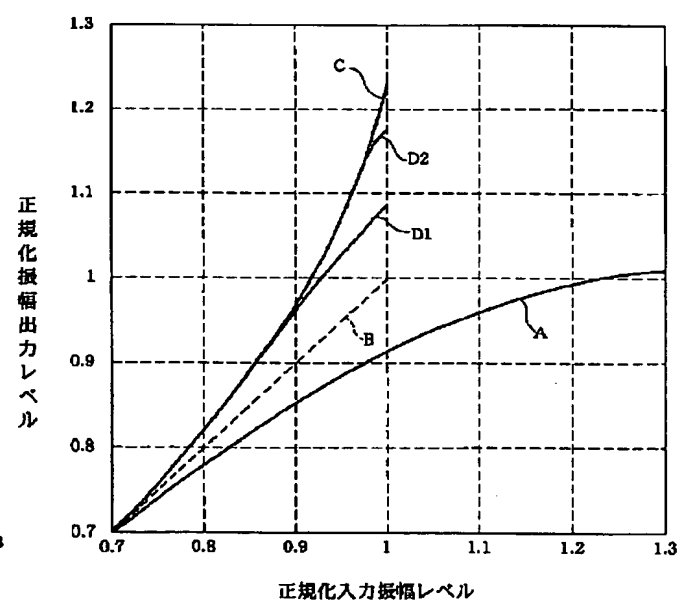


【図 5】

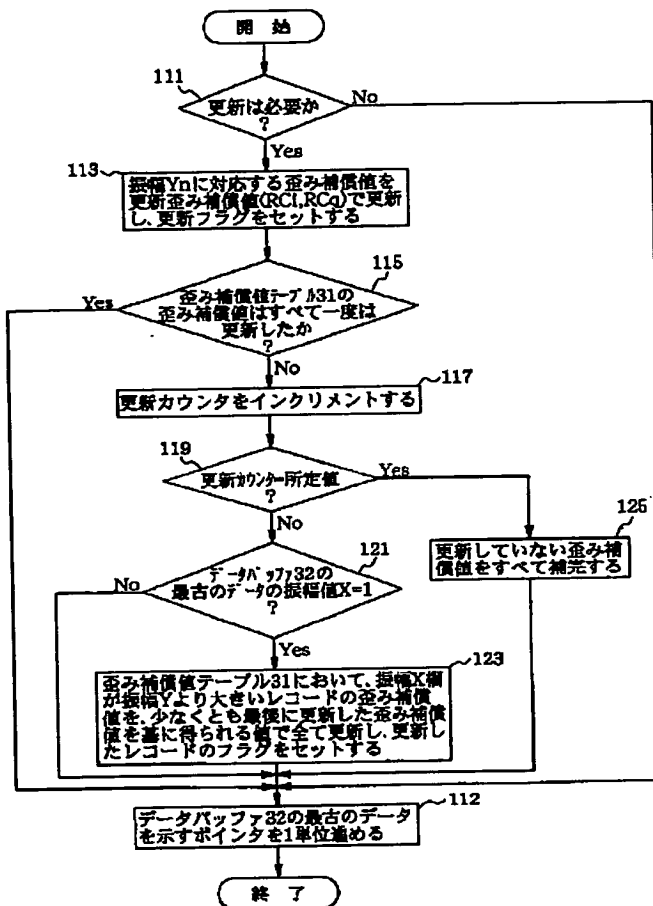


(b)

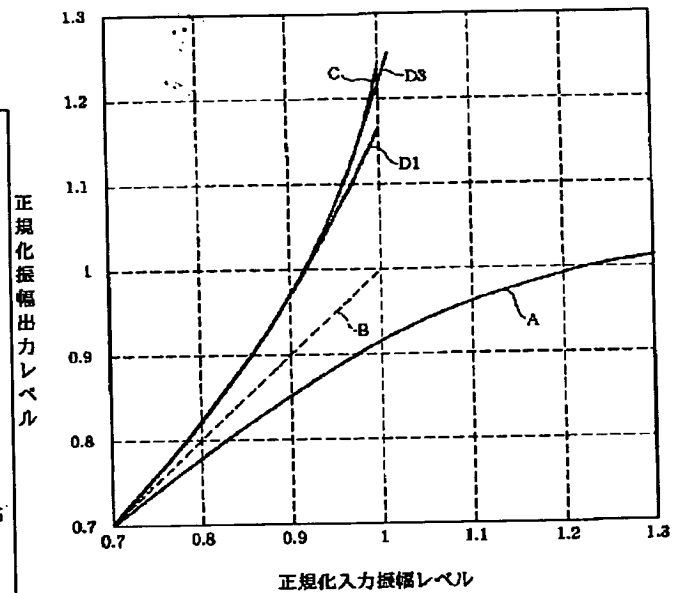
【図 8】



【図6】



【図9】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J090 AA01 AA24 AA41 CA00 CA21  
 FA17 GN03 KA00 KA03 KA23  
 KA32 KA34 KA35 KA53 KA55  
 KA68 MA11 SA14 TA01 TA02  
 TA07  
 5J091 AA01 AA24 AA41 CA00 CA21  
 FA17 KA00 KA03 KA23 KA32  
 KA34 KA35 KA53 KA55 KA68  
 MA11 SA14 TA01 TA02 TA07  
 5K004 AA05 AA08 FA09 FF05 JA05  
 JF04